

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-095126

(43)Date of publication of application : 07.04.1995

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

(21)Application number : 05-236082

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 22.09.1993

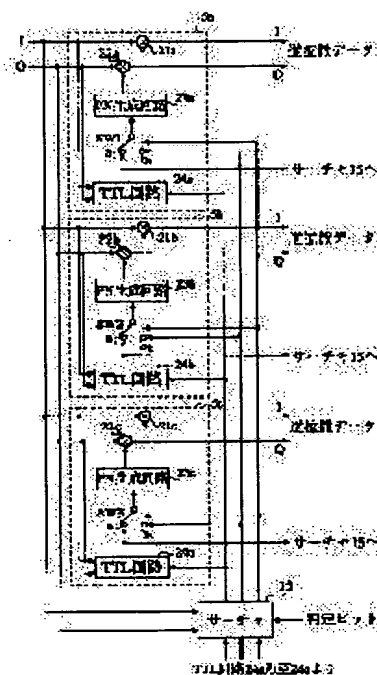
(72)Inventor : IWASAKI JUN

## (54) RECEIVER

## (57)Abstract:

PURPOSE: To reduce power consumption by stopping the operation of a TTL circuit for undesired control.

CONSTITUTION: Upon the receipt of a decision bit whose level is logical 1, a searcher 15 stops the operation of TTL (Time Tracking Loop) circuits 24a-24c provided respectively to inverse spread devices 5a-5c except the TTL circuit 24a and the phase of a PN series generated by a PN generating circuit 23b or 23c controlled by the TTL circuit 24b or 24c whose operation is stopped is controlled so as to be coincident with a position shifted in the unit of delay time between paths constituting a multi-path based on the phase of the PN series controlled by the TTL circuit 24a in operation.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-95126

(43) 公開日 平成7年 (1995) 4月7日

(51) Int. Cl. °

H 0 4 B 1/707

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 13/00

D

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号

特願平5-236082

(22) 出願日

平成5年 (1993) 9月22日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 岩崎 潤

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

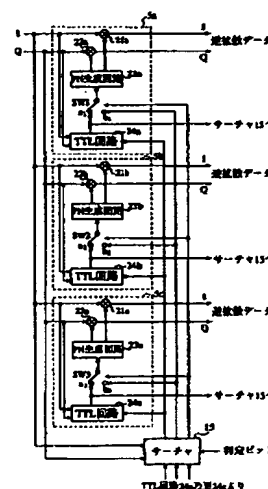
(74) 代理人 弁理士 稲本 義雄

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【要約】

【目的】 消費電力を低減する。

【構成】 サーチャ 15 は、値が 1 の判定ビットを受信した場合、逆拡散器 5 a 乃至 5 c それぞれが備える TTL (Time Tracking Loop) 回路 24 a 乃至 24 c のうちの少なくとも 1 つとしての TTL 回路 24 a を除いて、その動作を停止させるとともに、動作している TTL 回路 24 a が制御している PN 系列の位相から、マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、動作を停止させた TTL 回路 24 b または 24 c が制御していた PN 生成回路 23 b または 23 c が生成する PN 系列の位相を制御する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 PN系列によってスペクトラム拡散信号とされ、マルチパスとなっている受信信号から、個々のパスを検索する検索手段と、

前記検索手段により検索されたパスそれぞれを復調し、復調データを出力する複数の復調手段と、

前記複数の復調手段それぞれから出力される前記復調データを合成する合成手段とを有する受信装置であって、前記複数の復調手段には、

前記PN系列を生成する生成手段と、

前記生成手段により生成された前記PN系列によって、前記パスを逆拡散する逆拡散手段とを備える第1の復調手段と、

前記生成手段および逆拡散手段に加え、前記生成手段が生成する前記PN系列の位相の微細制御を行う制御手段をさらに備える第2の復調手段とがあり、

前記検索手段は、前記第2の復調手段が備える前記制御手段のうちの少なくとも1つが制御している前記PN系列の位相から、前記マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、前記第1の復調手段が備える前記生成手段が生成する前記PN系列の位相を制御することを特徴とする受信装置。

【請求項2】 PN系列によってスペクトラム拡散信号とされ、マルチパスとなっている受信信号から、個々のパスを検索する検索手段と、

前記検索手段により検索されたパスそれぞれを復調し、復調データを出力する複数の復調手段と、

前記複数の復調手段それぞれから出力される前記復調データを合成する合成手段とを有する受信装置であって、前記複数の復調手段それぞれは、

前記PN系列を生成する生成手段と、

前記生成手段により生成された前記PN系列によって、前記パスを逆拡散する逆拡散手段と、

前記生成手段が生成する前記PN系列の位相の微細制御を行う制御手段とを備え、

前記検索手段は、所定の制御信号を受信した場合、前記複数の復調手段それぞれが備える制御手段のうちの少なくとも1つを除いて、その動作を停止させるとともに、動作している前記制御手段が制御している前記PN系列の位相から、前記マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、動作を停止させた前記制御手段が制御していた前記生成手段が生成する前記PN系列の位相を制御することを特徴とする受信装置。

【請求項3】 前記検索手段は、受信信号から、最初のパスを検索した後、前記マルチパスの数に対応する遅延時間の範囲内のみパスの検索を行うことを特徴とする請求項1または2に記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、例えばセルラ電話機などの移動端末における、信号を受信し、復調する受信部分に用いて好適な受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年において、情報の帯域幅より数百乃至数千倍もの広いスペクトラム帯域に被変調波を拡散させて通信を行う様なスペクトラム拡散通信方式（以下、SS (Spectrum Spread) 方式という）が注目されている。このSS方式では、送信機側で、搬送波（キャリア）がPN系列（PNコード）（疑似雑音符号）により変調されることで周波数スペクトラムが拡散され、このスペクトラム拡散信号が、受信機に送信されるようになっている。そして、受信機においては、送信機と同一構造の符号発生器により発生されるPN系列を用いた逆拡散（相関）過程を経た後、復調（ベースバンド復調）されて、データが得られるようになっている。

【0003】 SS方式において、受信機で信号を復調するためには、上述のようにPN系列のパターンが一致する必要がある他、その位相も一致していなければならない。即ち、通信を確立することができるのは、送受信機側で用いられるPN系列が、同一系列で、且つ位相が一致した場合のみである。この性質を利用すると、同一の周波数帯域を用いてPN系列の違いにより、多数のチャンネル（回線）を使うことが可能となる。PN系列によってチャンネルの識別を実現し、多元接続（多重化）を行う方法はCDMA（符号分割多元接続：Code Division Multiple Access）方式と呼ばれる。

【0004】 図10は、CDMA方式を適用した、従来のセルラ電話機の一例の構成を示すブロック図である。乗算器1および2には、基地局の送信機からの信号を、その周波数を、IF周波数（中間周波数）に変換した信号 $S_{if}$ が、入力端子を介して供給される。ここで、このIF周波数を $f_{if}$ とする。

【0005】 一方、電圧制御発振器（VCO）3からは、周波数誤差検出部9から、ローパスフィルタでなるループフィルタ（LF）13を介して供給される、後述する周波数誤差 $\Delta f$ に対応して、IF周波数 $f_{if}$ とほぼ等しい周波数 $f_{vco}$ の信号 $S_{vco}$ が、乗算器1および位相器4に出力される。位相器4は、VCO3からの信号 $S_{vco}$ の位相を $\pi/2$ だけシフト（回転）し、乗算器2に出力する。

【0006】 乗算器1は、信号 $S_{if}$ と $S_{vco}$ を乗算し、位相基準点と同相の信号成分（以下、Iチャネルの信号という）を出力する。同時に、乗算器2は、信号 $S_{if}$ と、位相が $\pi/2$ だけシフトされた信号 $S_{vco}$ を乗算し、位相基準点と直交する信号成分（以下、Qチャネルの信号という）を出力する。即ち、乗算器1、2、および位相器4によっては、直交検波がなされる。

【0007】 IおよびQチャネルの信号は逆拡散器31に入力され、送信機側と同一のPN系列により逆拡散さ

れる。逆拡散器31で逆拡散されたIおよびQチャネルの信号(逆拡散データ)は、データ復調部6および周波数誤差検出部9に供給される。データ復調部6では、IおよびQチャネルの信号を用いて、データの復調がなされ、データ処理部11に出力される。

【0008】データ処理部7では、データ復調部6より出力されたデータから、あらかじめ決められたフォーマットに基づいて、送信機側から送られてきた音声情報と制御情報を抜き出す。音声情報は、図示せぬ後段の回路に供給され、所定の処理が施される。また、制御情報は、制御回路8に供給され、制御回路8は、この制御情報に基づいて所定の処理を行う。さらに、制御回路8は、逆拡散器31、データ復調部6、および周波数誤差検出部9を制御する。

【0009】ここで、乗算器1または2から出力されたIまたはQチャネルの信号それぞれは、VCO3が出力する信号 $S_{rco}$ の周波数 $f_{rco}$ と、入力信号 $S_{is}$ の周波数(I F周波数) $f_{is}$ とが同一であれば、ベースバンドの信号(I F周波数が0 Hzの信号)となる。

【0010】しかしながら、セルラ電話機は、例えば走行中の自動車内や電車内などで使用される場合が多く、この場合、ドップラー効果によって、信号 $S_{is}$ の周波数 $f_{is}$ は、本来の値からずれる。これにより、周波数 $f_{rco}$ と $f_{is}$ とが同一でなくなり、その差、つまり周波数誤差 $\Delta f (= f_{is} - f_{rco})$ の分だけ、乗算器1または2から出力されるIまたはQチャネルの信号それぞれは、本来のベースバンドの位置からずれる。

【0011】そして、このずれが大きくなると、データ復調部6では、正確なデータの復調が行われなくなる。

【0012】そこで、周波数誤差検出部9は、逆拡散器31で逆拡散されたIおよびQチャネルの信号から、周波数誤差 $\Delta f$ を検出し、これを0 Hzとするように、LF13を介して、VCO3が出力する信号 $S_{rco}$ の周波数 $f_{rco}$ を制御する。

【0013】即ち、乗算器1および2、位相器4、逆拡散器31、周波数誤差検出部9、LF13、並びにVCO3でなるループは、いわゆるPLLを形成しており、この系では、周波数誤差 $\Delta f$ が0 Hzとなるように、VCO3が制御され、これにより、データ復調部6で、正確なデータの復調が行われるようになされている。

【0014】なお、基地局の送信機から伝送されている信号は、音声情報などの通信データからなるデータチャネルと、所定の固定値からなるパイロットチャネルとからなり、周波数誤差検出部9での周波数誤差 $\Delta f$ の検出には、通常パイロットチャネルの信号が用いられる。

【0015】ところで、セルラ電話機においては、近傍の1つの基地局の送信機から送信された電波が、直接受信されたり、また建物などの反射物によって反射されて受信されるなど、複数の経路(パス)のものが受信される(以下、パスが形成されるという)。

【0016】さらに、セルラ電話機が、複数の基地局からほぼ等しい距離に位置している場合には、その複数の基地局それぞれとパスが形成される。

【0017】図10に示すセルラ電話機においては、上述した複数のパスのうち、例えば最も受信レベルの大きいものを選択するようになされていた。

【0018】しかしながら、セルラ電話機が、基地局から離れたところに位置している場合には、最も受信レベルの大きいパスを選択しても、十分なS/Nが得られないときがあった。

【0019】そこで、複数のパス(1つの基地局からの複数のパスと、複数の基地局それぞれからのパス)のうち、1つだけではなく、2つ以上の複数のパスを復調し、その復調結果を合成して、S/Nを向上させる方式(以下、ダイバーシティRAKE受信方式という)が提案されている。

【0020】図11は、ダイバーシティRAKE受信方式を適用したセルラ電話機の構成例を示している。なお、図中、図10における場合と対応する部分については、同一の符号を付してある。

【0021】図11のセルラ電話機においては、図10で点線で囲んだ逆拡散器31、データ復調部6、データ処理部7、制御回路8、および周波数誤差検出部9からなるブロックを複数有し、各ブロックから出力される復調データまたは周波数誤差をそれぞれ合成するようになされている。

【0022】即ち、フィンガ(finger)42a乃至42cそれぞれは、図10で点線で囲んだ部分(逆拡散器31、データ復調部6、データ処理部7、制御回路8、および周波数誤差検出部9、)と同様に構成されている。

【0023】なお、乗算器1または2それぞれからのIまたはQチャネルの信号は、フィンガ42a乃至42cの他、サーチャ41にも供給されるようになされている。サーチャ41では、IおよびQチャネルの信号と、PN系列とを、その位相をPN系列の1周期の範囲でずらして乗算することにより、即ちIおよびQチャネルの信号と、PN系列との相関を、PN系列の1周期の範囲でとることにより、セルラ電話機で受信された複数のパスそれぞれの大きな位置を検索、識別され、フィンガ42a乃至42cそれぞれに復調させるパスが決定される。そして、その決定されたパスの大きな位置がフィンガ42a乃至42cに供給される。これにより、フィンガ42a乃至42cそれぞれにおいては、サーチャ41より出力されたパスの大きな位置に基づいて、その微細な位置が検出され、パスが復調される。

【0024】具体的には、フィンガ42a乃至42cを構成する逆拡散器31(図10)は、図12に示すようになされており、サーチャ41からの信号、即ち大きなパスの位置は、TTL(Time Tracking Loop)回路2

4に供給される。TTL回路24は、IおよびQチャネルの信号（これも、上述した周波数誤差を検出する場合と同様に、パイロットチャネルの信号）を用いて、サーチ41からの大まかなパスの位置に対応する位相の前後の範囲で、PN生成器23が出力するPN系列の位相の微細な制御（細かい精度での制御）を行う（例えば、TTL回路24は、サーチ41より復調を決定（指定）されたパスのエネルギーが等しくなる、1チップ分だけ離れた2つの位置をPLL系などにより検索し、その2つの位置の中点をパスのエネルギーのピークの位置として、その位置に対応する位相と同一になるように、PN生成器23が生成するPN系列の位相を制御する）。

【0025】これにより、PN生成器23においては、復調するパスの位置（遅延時間）に正確に対応した位相のPN系列が生成され、乗算器21および22に出力される。乗算器21または22では、IまたはQチャネルの信号に、PN生成器23からのPN系列（IまたはQチャネル用のPN系列）がそれぞれ乗算されて両者の相関がとられ、これによりサーチ41により決定された復調すべきパスを逆拡散したデータ（逆拡散データ）が出力される。

【0026】ここで、セルラ電話機が、屋外で使用される場合には、マルチパスを構成するパスそれぞれは、様々な伝搬経路をとり得るので、その位置（遅延時間）は、あらかじめ知ることができない。また、セルラ電話機が、例えば走行中の自動車内や電車内などで使用される場合には、パスの位置（遅延時間）は、時間とともに変化する。

【0027】そこで、図11に示すセルラ電話機では、常時、サーチ41で大まかなパスの位置を検索するとともに、TTL回路24で、サーチ41からの大まかなパスの位置の前後を、細かい精度で検索することにより、正確なパスの位置が得られるようになっている。

【0028】以下、図10で説明した場合と同様にして、フィンガ42a乃至42cそれぞれにおいて復調処理が行われ、復調データが出力される。このフィンガ42a乃至42cからそれぞれ出力された復調データは、データコンバイナ11に供給され、そこで合成（加算）されて出力される。以上により、S/Nの向上した復調データが得られるようになっている。

【0029】また、フィンガ42a乃至42cを構成する周波数誤差検出部9（図10）から出力された周波数誤差 $\Delta f$ それぞれは、周波数誤差コンバイナ12に供給されるようになされており、周波数コンバイナ12は、これらの周波数誤差 $\Delta f$ を合成（加算）した周波数誤差 $\Sigma \Delta f$ を、LF13を介してVCO3に出力するようになっている。

【0030】ところで、最近では、上述したようなCDMA方式を用いたセルラ電話機システムの応用として、屋外だけでなく、基地局からの電波（信号）が、直接届

きににくい、例えばビル等の屋内でも、セルラ電話機を使用することのできるシステムが提案されている。例えば、PCS（Personal Communication Services）や、ディストリビューティッドアンテナ（Distributed Antenna）を使用した方式は、その1つである。

【0031】ここで、ディストリビューティッドアンテナ（Distributed Antenna）を使用した方式のシステムの構成例を、図13に示す。このシステムにおいては、基地局の送信機からの信号が、電波としてアンテナより出力されるとともに、ケーブルを介して、ビル内に設置されたディストリビューティッドアンテナに出力されるようになっている。

【0032】そして、セルラ電話機が屋外に位置している場合には、基地局のアンテナより出力された電波が受信され、またセルラ電話機がビル内に位置している場合には、送信機からの信号が、ディストリビューティッドアンテナを介して受信される。

【0033】なお、ディストリビューティッドアンテナは、図13に示すように、ビル内の必要な位置に取り付けられた複数の室内アンテナと、それらを接続する、PN系列を構成するビット間の時間間隔（PN系列のビットレート（例えば、8Mbpsや16Mbps）の逆数）より長い時間 $\tau$ だけパスを遅延する遅延回路からなる。

【0034】このようなディストリビューティッドアンテナが設置されたビル内（屋内）においては、複数の室内アンテナからの直接のパス（以下、直接パスという）の他、それらが、例えば壁などのビル内の障害物で反射されたパス（以下、反射パスという）も形成されるが、室内アンテナからセルラ電話機までの距離が短いので、屋外における場合と異なり、直接パスに対する反射パスの遅延時間（直接パスの位置と反射パスの位置との間隔）は、上述の時間 $\tau$ より短くなる。

【0035】このため、直接パスと反射パスとは、位相の異なるPN系列により分離（識別）することはできない。従って、ディストリビューティッドアンテナによれば、室内アンテナの数と同一の数の分離可能なパスからなる、各パスどうしの遅延時間が $\tau$ のマルチパスが、ビル内に実質的に形成されることになる。

【0036】よって、図11に示したセルラ電話機が、そのフィンガの数以下の数の室内アンテナからなるディストリビューティッドアンテナが設置されたビル内で使用される場合においては、室内アンテナからのエネルギーを、ほとんど損失することなく、パスを受信することができ、良好なS/Nが得られることになる。

【0037】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述のように、図11に示したダイバーシティRAKE受信方式のセルラ電話機が屋内で使用される場合には、走行中の自動車や電車内などの屋外で使用される場合と異なり、パ

スの遅延時間（パスの位置）の変動はほとんどないと考えられる。

【0038】即ち、セルラ電話機が、図13に示したディストリビューティッドアンテナが設置されたビル内（屋内）で使用される場合においては、PN系列の周期をTとすると、図14に示すように、時間0乃至T-1の範囲には、各室内アンテナより出力された、分離可能なパス $P_1$ 、 $P_2$ 、 $P_3$ 、・・・からなるマルチパスが形成される。そして、この場合、各パス $P_1$ 、 $P_2$ 、 $P_3$ 、・・・の位置を $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、・・・とし、パス $P_1$ が時間的に最も早く受信されるパスであるとする、パス $P_1$ 以外のパス $P_2$ 、 $P_3$ 、・・・の位置は、パス $P_1$ の位置 $t_1$ に、室内アンテナを接続する遅延回路（図13）の遅延時間 $\tau$ の整数倍を加算した $t_1 + \tau$ 、 $t_1 + 2\tau$ 、・・・と表現することが可能と考えられる。

【0039】このように、マルチパスの各パスの位置が変動せず、そのパス間の遅延時間 $\tau$ が一定である場合、図11のセルラ電話機のように、複数のフィンガすべてにおいて、図12で説明したように、パスの遅延時間（パスの位置）の変動に追従するようにPN生成器23が生成するPN系列の位相の微細制御を行うことは、不可欠な制御ではなく、むしろ不必要な制御であり、またこのような必要でない制御のために、TTL回路24などを動作させるのは、無駄な電力を費やすことになる。

【0040】本発明は、このような状況に鑑みてなされたものであり、無駄な制御を削減し、消費電力を低減することができるようにするものである。

【0041】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載の受信装置は、PN系列によってスペクトラム拡散信号とされ、マルチパスとなっている受信信号から、個々のパスを検索する検索手段としてのサーチャ16と、サーチャ16により検索されたパスそれぞれを復調し、復調データを出力する複数の復調手段としてのフィンガ10a乃至10cと、フィンガ10a乃至10cそれぞれから出力される復調データを合成する合成手段としてのデータコンバイナ11を有する受信装置であって、フィンガ10a乃至10cには、PN系列を生成する生成手段としてのPN生成回路23bまたは23cと、PN生成回路23bまたは23cにより生成されたPN系列によって、パスを逆拡散する逆拡散手段としての乗算器21bおよび22b、または21cおよび22cを備える第1の復調手段としてのフィンガ10bまたは10cと、PN生成回路23aおよび乗算器21aおよび22bに加え、PN生成回路23aが生成するPN系列の位相の微細制御を行う制御手段としてのTTL回路24aをさらに備える第2の復調手段としてのフィンガ10aとがあり、サーチャ16は、第2の復調手段が備える制御手段のうちの少なくとも1つとしてのフィンガ10aが備えるTTL回路24aが制御しているPN系列の位相から、マル

チパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、フィンガ10bまたは10cが備えるPN生成回路23bまたは23cが生成するPN系列の位相を制御することを特徴とする。

【0042】請求項2に記載の受信装置は、PN系列によってスペクトラム拡散信号とされ、マルチパスとなっている受信信号から、個々のパスを検索する検索手段としてのサーチャ15と、サーチャ15により検索されたパスそれぞれを復調し、復調データを出力する複数の復調手段としてのフィンガ10a乃至10cと、フィンガ10a乃至10cそれぞれから出力される復調データを合成する合成手段としてのデータコンバイナ11とを有する受信装置であって、フィンガ10a乃至10cそれぞれは、PN系列を生成する生成手段としてのPN生成回路23a乃至23cと、PN生成回路23a乃至23cにより生成されたPN系列によって、パスを逆拡散する逆拡散手段としての乗算器21aおよび22a、21bおよび22b、または21cおよび22cと、PN生成回路23a乃至23cが生成するPN系列の位相の微細制御を行う制御手段としてのTTL回路24a乃至24cとを備え、サーチャ15は、所定の制御信号としての値が1の判定ビットを受信した場合、フィンガ10a乃至10cそれぞれが備えるTTL回路24a乃至24cのうちの少なくとも1つとしてのTTL回路24aを除いて、その動作を停止させるとともに、動作しているTTL回路24aが制御しているPN系列の位相から、マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、動作を停止させたTTL回路24bまたは24cが制御していたPN生成回路23bまたは23cが生成するPN系列の位相を制御することを特徴とする。

【0043】請求項3に記載の受信装置は、サーチャ15または16が、受信信号から、最初のパスを検索した後、マルチパスの数に対応する遅延時間の範囲内のみパスの検索を行うことを特徴とする。

【0044】

【作用】請求項1に記載の受信装置においては、フィンガ10bまたは10cが、PN系列を生成するPN生成回路23bまたは23cと、PN生成回路23bまたは23cにより生成されたPN系列によって、パスを逆拡散する乗算器21bおよび22b、または21cおよび22cを備え、フィンガ10aが、PN生成回路23aおよび乗算器21aおよび22aに加え、PN生成回路23aが生成するPN系列の位相の微細制御を行うTTL回路24aをさらに備える。そして、サーチャ16は、フィンガ10aが備えるTTL回路24aが制御しているPN系列の位相から、マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、フィンガ10bまたは10cが備えるPN生成回路23bまたは23cが生成するPN系列の位相を制御する。

従って、装置を構成するすべてのフィンガ10a乃至10cにTTL回路を設けずに、PN系列の位相制御ができるので、装置の小型化および低消費電力化を図ることができる。

【0045】請求項2に記載の受信装置においては、サーチ15が、値が1の判定ビットを受信した場合、フィンガ10a乃至10cそれぞれが備えるTTL回路24a乃至24cのうちの少なくとも1つとしてのTTL回路24aを除いて、その動作を停止させるとともに、動作しているTTL回路24aが制御しているPN系列の位相から、マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、動作を停止させたTTL回路24bまたは24cが制御していたPN生成回路23bまたは23cが生成するPN系列の位相を制御する。従って、消費電力を低減することができる。

【0046】請求項3に記載の受信装置によれば、サーチ15または16が、受信信号から、最初のパスを検索した後、マルチパスの数に対応する遅延時間の範囲内のみパスの検索を行う。従って、マルチパスの検索を、PN系列の1周期分の範囲すべてに対して行わずに済むので、サーチ15または16にかかる負荷を軽減することができる。

【0047】

【実施例】図1は、本発明の受信装置を適用したセルラ電話機の一実施例の構成を示すブロック図である。なお、図中、図11における場合と対応する部分については、同一の符号を付してある。

【0048】即ち、このセルラ電話機は、フィンガ42a乃至42cまたはサーチ41にそれぞれ代えて、フィンガ10a乃至10cまたはサーチ15が設けられ、さらにデータコンパイナ11の後段にビット検出部14が設けられている他は、図11に示すセルラ電話機と同様に構成されており、ダイバーシティRAKE受信方式で、送信されてきた信号の受信、復調が行われるようになされている。

【0049】さらに、図1においては、図10で点線で囲んだ部分（逆拡散器31、データ復調部6、データ処理部7、制御回路8、および周波数誤差検出部9）と同様に構成されるフィンガ42a乃至42cに代えて設けたフィンガ10a乃至10cの内部構成を図示してある。

【0050】フィンガ10a乃至10cは、逆拡散器5a乃至5c、データ復調部6a乃至6c、データ処理部7a乃至7c、制御回路8a乃至8c、および周波数誤差検出部9a乃至9cからそれぞれ構成されている。なお、データ復調部6a乃至6c、データ処理部7a乃至7c、制御回路8a乃至8c、または周波数誤差検出部9a乃至9cは、図10に示すデータ復調部6、データ処理部7、制御回路8、または周波数誤差検出部9とそれぞれ同様に構成されるものである。

【0051】以上のように構成されるセルラ電話機を用いたシステムにおいては、前述した図13のビル内に設置されたディストリビューティッドアンテナから出力される信号に、その信号が屋内アンテナからのものであることを示す情報を入れておくようにする。

【0052】即ち、具体的には、例えば図2に示すように、フレーム単位とされた送信信号の所定の位置としての、例えばフレームの先頭の1ビットを判定ビットとし、この判定ビットを、送信信号が、屋外のアンテナから出力される場合には0および1のうちの、例えば0に、屋内のアンテナ（ディストリビューティッドアンテナ）から出力される場合には0および1のうちの、例えば1にセットするようにする。

【0053】一方、図1に示すセルラ電話機では、まずマルチパスでなる受信信号が、図10で説明したように、乗算器1および2で検波され、これによりIおよびQチャンネルの信号とされる。IおよびQチャンネルの信号は、フィンガ10a乃至10cに入力されるとともに、サーチ15に入力される。

【0054】サーチ15は、IおよびQチャンネルの信号とPN系列とを、その位相を、PN系列の1周期の範囲で1チップずつずらしながら乗算し、即ちIおよびQチャンネルの信号と、PN系列との相関を、PN系列の1周期の範囲でとり、その相関値（乗算値）が比較的高い位置としての各パスの大まかな位置を検出（検索）する。この各パスの大まかな位置は、各パスを復調するためのPN系列の位相に対応し、サーチ15は、PN系列の1周期の範囲内で位置を検出したパスの中から、フィンガ10a乃至10cそれぞれに復調させるべきパス（この場合、3つのパス）を決定し、そのパスの大まかな位置、即ちそのパスを復調するためのPN系列の大まかな位相を、フィンガ10a乃至10c（後述する逆拡散器5a乃至5c）に出力する。

【0055】フィンガ10a乃至10cでは、まず逆拡散器5a乃至5cで、サーチ15から出力されたPN系列の位相に基づいて、IおよびQチャンネルの信号が逆拡散処理され、逆拡散データとされる。

【0056】即ち、逆拡散器5a乃至5cは、図3に示すように、乗算器21aおよび22a、21bおよび22b、または21cおよび22c、PN生成回路23a乃至23c、TTL回路24a乃至24c、並びにスイッチSW1乃至SW3よりそれぞれ構成される。なお、乗算器21aおよび22a、21bおよび22b、または21cおよび22c、PN生成回路23a乃至23c、TTL回路24a乃至24cは、図12で説明した乗算器21および22、PN生成回路23、またはTTL回路24とそれぞれ同様に構成されるものである。

【0057】スイッチSW1乃至SW3は、サーチ15からの制御信号によって制御され、装置の起動直後に、端子a<sub>1</sub>乃至a<sub>3</sub>側をそれぞれ選択するように

なされる。

【0058】これにより、逆拡散器5a乃至5cでは、図12で説明した場合と同様の処理が行われる。即ち、サーチャ15からの、3つのパスの大まかな位置は、TTL回路24a乃至24cにそれぞれ供給される。TTL回路24a乃至24cでは、IおよびQチャネルの信号を用いて、サーチャ15からの大まかなパスの位置に対応する位相の前後の範囲で、PN生成器23a乃至23cが出力するPN系列の位相の微細な制御（細かい精度での制御）が、スイッチSW1および端子a<sub>1</sub>、スイッチSW2および端子a<sub>2</sub>、またはスイッチSW3および端子a<sub>3</sub>を介してそれぞれ行われる。

【0059】PN生成器23a乃至23cからの、位相の微細な制御がなされたPN系列は、乗算器21aおよび22a、21bおよび22b、または21cおよび22cに供給され、そこでPN系列と、IおよびQチャネルが乗算されて、各パスの逆拡散データがそれぞれ出力される。

【0060】図1に戻り、逆拡散器5a乃至5cより出力された逆拡散データは、データ復調部6a乃至6cおよび周波数誤差検出部9a乃至9cに供給され、以下、データ復調部6a乃至6c、データ処理部7a乃至7c、制御回路8a乃至8c、または周波数誤差検出部9a乃至9cにおいて、図10に示したデータ復調部6、データ処理部7、制御回路8、または周波数誤差検出部9とそれぞれ同様の処理が行われる。

【0061】その結果、各フィンガ10a乃至10cからは、3つのパスそれぞれに対応する復調データと、周波数誤差 $\Delta f$ が出力される。周波数誤差 $\Delta f$ は、周波数コンバイナ12に供給され、以下図11における場合と同様にして、VCO3の出力する信号の周波数の制御が行われる。

【0062】また、フィンガ10a乃至10cそれぞれからの復調データは、データコンバイナ11を介して合成復調データとされ、ビット検出部14に出力される。ビット検出部14は、フレームの先頭にある判定ビット（図2）を検出し、サーチャ15に供給する。

【0063】なお、合成復調データから判定ビットが検出された残りのデータは、ビット検出部14の後段の、図示せぬ所定の処理回路に出力される。

【0064】サーチャ15に対して、ビット検出部14からの判定ビットの供給が開始されると、以下図4に示すフローチャートにしたがった処理が行われる。即ち、まずステップS1において、サーチャ15により判定ビットが監視され、ステップS2に進み、判定ビットが1であるか否かが判定される。ステップS2において、判定ビットが1であると判定された場合、即ちセルラ電話機が、図13に示したようなパス間の遅延時間が $\tau$ であるマルチパスを形成するディストリビューティッドアンテナが設置された屋内で使用されている場合、ステップ

S3に進み、サーチャ15は、自身の動作モードを屋内モードにし、ステップS4に進む。

【0065】ステップS4においては、屋内モードとなったサーチャ15によって、図3に示す逆拡散器5a乃至5cのうちの、例えば時間的に最も早く受信されたパスを逆拡散している逆拡散器（本実施例では、逆拡散器5aとする）の有するTTL回路24a以外のTTL回路、即ち逆拡散器5bまたは5cがそれぞれ有するTTL回路24bまたは24cが動作している場合には、その動作が停止される。

【0066】同時に、動作の停止されたTTL回路24bまたは24cを有する逆拡散器5bまたは5cを構成するスイッチSW2またはSW3が、端子a<sub>2</sub>またはa<sub>3</sub>側を選択している場合には、端子b<sub>2</sub>またはb<sub>3</sub>側にそれぞれ切り換えられ、ステップS5に進む。

【0067】ステップS5では、まず、屋内モードとなったサーチャ15によって、動作しているTTL回路24aが出力（制御）している、PN生成回路23aにより生成されているPN系列の位相、即ち逆拡散器5aが逆拡散処理を行っているパスの位置（これはTTL回路24aにより制御されているので、精度の高い位置）が受信される。

【0068】さらに、ステップS5において、サーチャ15によって、逆拡散器5aが逆拡散処理を行っているパスの位置から、ディストリビューティッドアンテナにより付加されるパス間の遅延時間 $\tau$ だけ遅れた位置、またはその遅延時間 $\tau$ の2倍の時間だけ遅れた位置に一致するように、PN生成回路23bまたは23cが出力しているPN系列の位相が、スイッチSW2および端子b<sub>2</sub>、またはスイッチSW3および端子b<sub>3</sub>を介してそれぞれ制御され、ステップS1に戻る。

【0069】以上のように、セルラ電話機が屋内で使用されている場合には、逆拡散器5a乃至5cがそれぞれ備えるTTL回路24a乃至24cのうち、TTL回路24bおよび24cの動作を停止させるようにしたので、装置の消費電力を低減することができる。

【0070】さらに、この場合、動作しているTTL回路24aが制御している時間的に最も早いパスの位置から、ディストリビューティッドアンテナにより付加されるパス間の遅延時間 $\tau$ だけ遅れた位置、またはその遅延時間 $\tau$ の2倍の時間だけ遅れた位置に一致するように、PN生成回路23bまたは23cが出力するPN系列の位相を制御するようにしたので、TTL回路24bおよび24cを動作させている場合と同様に、正確な逆拡散データを得ることができる。

【0071】なお、屋外および屋内に関わらず、前述したように、VCO3が出力する信号 $S_{vco}$ の周波数 $f_{vco}$ は、その精度の範囲内でIF周波数 $f_i$ に対して誤差を有するので、パスの位置は、通常、このVCO3の精度に対応して、本来の位置からずれる。しかしながら、こ



のようにVCO3の精度に起因してパスの位置がずれる場合においては、マルチパスを構成する各パスの位置が、同一方向に、ほぼ同一の量(時間)だけシフトされる。

【0072】従って、上述のように、TTL回路24aの動作を停止させずに、マルチパスのうちの少なくとも1つのパスの正確な位置を得るようにしておくことにより、そのパス以外のパスの正確な位置も、その位置がVCO3の精度によって本来の位置からずれていたとしても、得ることができる。

【0073】一方、ステップS2において、判定ビットが1でないと判定された場合、即ちセルラ電話機が屋外で使用されている場合、ステップS6に進み、サーチ15は、自身の動作モードを屋外モードにし、ステップS7に進む。

【0074】ステップS7においては、屋外モードとなったサーチ15によって、図3に示す逆拡散器5a乃至5cのうちの、例えば時間的に最も早く受信されたパスを逆拡散している逆拡散器(本実施例では、上述したように逆拡散器5aとする)の有するTTL回路24a以外のTTL回路、即ち逆拡散器5bまたは5cがそれぞれ有するTTL回路24bまたは24cが動作を停止している場合には、その動作が開始される。

【0075】同時に、動作の開始されたTTL回路24bまたは24cを有する逆拡散器5bまたは5cを構成するスイッチSW2またはSW3が、端子b<sub>1</sub>またはb<sub>2</sub>側を選択している場合には、端子a<sub>1</sub>またはa<sub>2</sub>側にそれぞれ切り換えられ、ステップS1に戻る。

【0076】従って、屋外でセルラ電話機が使用されている場合には、図11に示したセルラ電話機と同様に、フィンガ10a乃至10c(逆拡散器5a乃至5c)それぞれにおいては、その内蔵するTTL回路24a乃至24cによって、PN生成回路23a乃至23cが出力するPN系列の位相の微細な制御が行われる。

【0077】なお、図13に示したディストリビューティッドアンテナにより形成されるマルチパスのパス間の遅延時間 $\tau$ は、あらかじめ規格化しておくのであれば、サーチ15に記憶させておくようにすることができる。

【0078】また、例えば図5に示すように、フレーム単位とされた送信信号の所定の位置としての、例えばフレームの先頭の判定ビットに続く8ビットを遅延量ビットとし、送信信号がディストリビューティッドアンテナから出力される場合には、この遅延量ビットに遅延時間 $\tau$ をセットするようにすることができる。

【0079】即ち、図6に示すように、ディストリビューティッドアンテナ(図13)より形成されるマルチパスのパス間の遅延時間が、例えば16nsであれば、8ビットの遅延量ビット(図5)に、"00010000" (=16)をセットしておくようにすることができ

る。

【0080】この場合、図1に示すビット検出部14には、判定ビットの検出とともに、遅延量ビットの検出を行わせるようにすれば良い。

【0081】また、図1においては、フレームの先頭にセットされた判定ビット(図2)を、ビット検出部14に検出させ、その値が1の場合には、サーチ15のモードを屋内モードとするようにしたが、これに限られるものではなく、例えば周波数誤差コンパイナ12の出力する周波数誤差に基づいて、サーチ15のモードを、屋外モードまたは屋外モードに切り換えるようにすることができる。

【0082】即ち、ディストリビューティッドアンテナが設置された屋内においては、周波数誤差は小さくなる。そこで、周波数誤差が、所定の値より大きい場合には、サーチ15のモードを屋外モードとし、所定の値より小さい場合には、サーチ15のモードを屋内モードとするようにすることができる。

【0083】さらに、図1に示すセルラ電話機に、例えば機械的なスイッチや音声によってON/OFF可能な電子的なスイッチなどの操作部を設け、この操作部のON/OFFに対応して、サーチ15の動作モードを、屋内モード/屋外モードにするようにすることができる。

【0084】この場合、使用者によって操作部を、セルラ電話機を屋内で使用する場合にはONにさせ、屋外で使用する場合にはOFFにさせるようにすれば良い。

【0085】ところで、セルラ電話機が、ディストリビューティッドアンテナの設置された屋内で使用されている場合には、前述したように、マルチパスの各パス間の遅延時間 $\tau$ は一定であり、さらに、マルチパスの数は、PN系列のビットレートの逆数より遅延時間 $\tau$ が長ければ、ディストリビューティッドアンテナが備える室内アンテナの数に等しいので、屋内でマルチパスを構成するパスは、(室内アンテナの数-1)× $\tau$ の時間の範囲にしか存在しない。

【0086】従って、セルラ電話機を屋内で使用する場合、装置の起動時に、サーチ15には、時間的に最も早いパスを検索させた後、(室内アンテナの数-1)× $\tau$ の時間の範囲まで、さらにパスを検索させれば良いことになる。

【0087】しかしながら、判定ビットや周波数誤差に対応してサーチ15の動作モードを変える場合には、セルラ電話機の起動後、フィンガ10a乃至10cにより復調がなされるまでは、セルラ電話機が屋内または屋外で使用されているのか、サーチ15は認識することができない。

【0088】従って、この場合には、サーチ15によって、図11に示した従来のセルラ電話機と同様に、IおよびQチャンネルの信号と、PN系列とを、その位相を

PN系列の1周期の範囲でずらして乗算することにより、セルラ電話機で受信された複数のパスそれぞれの大きな位置を検索、識別し、フィンガ10a乃至10cに復調させるパスを決定する必要がある。

【0089】即ち、この場合、図7に示すように、パスがCD間にのみ存在する場合でも、PN系列の1周期であるAB間全体にわたって相関を計算し、パスの検索を行なわなければならない。

【0090】一方、操作部を設けた場合には、判定ビットや周波数誤差に対応してサーチ15の動作モードを変える場合と異なり、サーチ15は、セルラ電話機の起動後即座に、屋内で使用されているのか、また屋外で使用されているのかを認識することができる。

【0091】そこで、この場合には、装置の起動直後、サーチ15を、図8のフローチャートに示すように動作させるようにすることができる。但し、ディストリビューティッドアンテナが備える室内アンテナの数は、例えば3つ、即ちマルチパスを構成するパスの数は3つとし、これは、例えば規格化されてあらかじめ決定されているか、または上述した判定ビット、遅延量ビットと同様に、フレームの先頭部分に記述されているものとする。

【0092】即ち、サーチ15では、まず最初にステップS11において、操作部がON状態であるか否かが判定される。ステップS11において、操作部がON状態でないと判定された場合（セルラ電話機の起動が屋外でなされた場合）、ステップS12に進み、セルラ電話機15は、自身のモードを屋外モードにして、ステップS13に進む。

【0093】ステップS13においては、屋外モードとなったサーチ15によって、図11に示した従来のセルラ電話機と同様にして、PN系列の1周期の範囲全体にわたってパスの検索がなされ、処理を終了する。

【0094】一方、ステップS11において、操作部がON状態であると判定された場合、即ちセルラ電話機の起動が屋内でなされた場合、ステップS14に進み、セルラ電話機15は、自身のモードを屋内モードにして、ステップS15に進む。

【0095】ステップS15では、屋外モードとなったサーチ15によって、パスの検索が開始され、ステップS16に進み、時間的に最も早いタイミングで受信されたパス（例えば、図7に示すパス $P_1$ ）が検出されたか否かが判定される。ステップS16において、パスが検出されていないと判定された場合、ステップS15に戻る。

【0096】また、ステップS16において、時間的に最も早いタイミングで受信されたパスが検出されたと判定された場合、ステップS17に進み、時間（遅延時間）をカウントするための変数 $t$ に、初期値としての0がセットされ、ステップS18に進む。

【0097】ステップS18において、ステップS16で検出されたパスの直後から、そのパスより、時間 $t$ だけ遅延されているパス（例えば、図7に示すパス $P_2$ 、 $P_3$ ）の検索が開始され、ステップS19に進む。ステップS19において、変数 $t$ が、PN系列の1チップ分に対応する時間だけインクリメントされ、ステップS20に進み、変数 $t$ が、（室内アンテナの数-1） $\times \tau$ の時間、即ち時間 $2\tau$ を超えたか否かが判定される。ステップS20において、変数 $t$ が時間 $2\tau$ を超えていないと判定された場合、ステップS18に戻り、ステップS20で変数 $t$ が時間 $2\tau$ を超えたと判定されるまで、ステップS18乃至S20の処理を繰り返す。

【0098】一方、ステップS20において、変数 $t$ が時間 $2\tau$ を超えたと判定された場合、パスの検索処理を終了する。

【0099】以上のように、セルラ電話機を屋内で使用する場合には、装置の起動時に、時間的に最も早いパスの検索してから、時間 $2\tau$ （室内アンテナの数-1） $\times \tau$ の時間の範囲までをパスの検索対象とすれば良いので、サーチ15の負荷を軽減することができる。さらに、この場合、装置を起動してから復調処理開始までの時間を短縮することができる。

【0100】次に、セルラ電話機を、屋内専用のコードレス電話機として使用する場合には、図3に示した逆拡散器5a乃至5cおよびサーチ15は、例えば図9に示すように構成することができる。

【0101】図9においては、図3と比較して、逆拡散器5a乃至5cが、スイッチSW1乃至SW3をそれぞれ削除して構成され、さらに逆拡散器5bまたは5cは、TTL回路24bまたは24cをそれぞれ削除して構成されている。また、図3のサーチ15は、図9においてサーチ16とされ、このサーチ16は、サーチ15の屋内モードの処理（図4のステップS5の処理）のみ行うようになされている。

【0102】従って、図9では、サーチ16は、マルチパスの大まかな検索を行い（この検索は、従来の場合のように、PN系列の1周期全体にわたって行うようにしても良いし、上述したように、時間的に最も早いパスを検出し、それから、（室内アンテナの数-1） $\times \tau$ の時間の範囲までを行うようにしても良い）、フィンガ10a乃至10cそれぞれに復調させるパスを決定した後、TTL回路24aが制御している、PN生成回路23aより出力されているPN系列の位相、即ち逆拡散器5aが逆拡散処理を行っているパスの位置を受信する。

【0103】そして、サーチ16は、逆拡散器5aが逆拡散処理を行っているパスの位置から、ディストリビューティッドアンテナにより付加されるパス間の遅延時間 $\tau$ だけ遅れた位置、またはその遅延時間 $\tau$ の2倍の時間だけ遅れた位置に一致するように、PN生成回路23bまたは23cが出力しているPN系列の位相をそれぞ

れ制御する。

【0104】以上のように、セルラ電話機を、屋内専用のものとする場合には、TTL回路24b、24cを設けずに装置を構成することができるので、装置を小型化、軽量化、低価格化することができる。また、この場合、サーチャ16の処理は、図3のサーチャ15に比較して、簡単なものとなるので、サーチャ16を実現するためのICは、処理速度のそれほど速くない安価なものを使用することができる。

【0105】以上、本発明の受信装置を、セルラ電話機に適用した場合の実施例について説明したが、本発明は、セルラ電話機以外の、信号を受信し、復調する受信装置に適用可能である。

【0106】なお、本実施例においては、装置に設けるフィンガの数を、フィンガ10a乃至10cの3つとしたが、これに限られるものでなく、フィンガの数は、例えばコストと性能とのバランスを考慮した2以上の数とすることができる。

【0107】また、本実施例においては、判定ビット（遅延量ビットも同様）をフレームの先頭に入れるようにしたが、その他の位置に入れるようにすることができる。さらに、判定ビット（遅延量ビットも同様）は、送信信号中に、所定のユニークなビット列とともに入れるようにすることもできる。

【0108】さらに、判定ビットの検出は、実際の通話時の他、例えばセルラ電話機に、定期的に通信を行うようにさせるようにし、この定期通信のときに行うようにすることができる。

【0109】

【発明の効果】請求項1に記載の受信装置によれば、第1の復調手段は、PN系列を生成する生成手段と、生成手段により生成されたPN系列によって、パスを逆拡散する逆拡散手段を備え、第2の復調手段は、生成手段および逆拡散手段に加え、生成手段が生成するPN系列の位相の微細制御を行う制御手段をさらに備える。そして、検索手段は、第2の復調手段が備える制御手段が制御しているPN系列の位相から、マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、第1の復調手段が備える生成手段が生成するPN系列の位相を制御する。従って、装置を構成するすべての復調手段に制御手段を設けずに、PN系列の位相制御ができるので、装置の小型化および低消費電力化を図ることができる。

【0110】請求項2に記載の受信装置によれば、検索手段が、所定の制御信号を受信した場合、複数の復調手段それぞれが備える制御手段のうちの少なくとも1つを除いて、その動作を停止させるとともに、動作している制御手段が制御しているPN系列の位相から、マルチパスを構成するパス間の遅延時間単位でシフトした位置に一致するように、動作を停止させた制御手段が制御して

いた生成手段が生成するPN系列の位相を制御する。従って、消費電力を低減することができる。

【0111】請求項3に記載の受信装置によれば、検索手段が、受信信号から、最初のパスを検索した後、マルチパスの数に対応する遅延時間の範囲内のみパスの検索を行う。従って、マルチパスの検索を、PN系列の1周期分の範囲すべてに対して行わずに済むので、検索手段にかかる負荷を軽減することができる。

【図面の簡単な説明】

10 【図1】本発明の受信装置を適用したセルラ電話機の一実施例の構成を示すブロック図である。

【図2】判定ビットを説明する図である。

【図3】図1の実施例の逆拡散器5a乃至5cのより詳細な構成を示すブロック図である。

【図4】図1の実施例の動作を説明するフローチャートである。

【図5】遅延量ビットを説明する図である。

【図6】屋内に形成されたマルチパスを示す図である。

20 【図7】屋内に形成されたマルチパスの遅延量を説明する図である。

【図8】セルラ電話機の起動時の動作を説明するフローチャートである。

【図9】逆拡散器5a乃至5cの他の構成例を示すブロック図である。

【図10】従来のセルラ電話機の一例の構成を示すブロック図である。

【図11】従来の、ダイバーシティRAKE受信方式のセルラ電話機の一例の構成を示すブロック図である。

30 【図12】従来の逆拡散器の一例の構成を示すブロック図である。

【図13】ディストリビューティッドアンテナを説明する図である。

【図14】図13のディストリビューティッドアンテナにより形成されるマルチパスを説明する図である。

【符号の説明】

- 1, 2 乗算器
- 3 VCO（電圧制御発振器）
- 4 位相器
- 5, 5a乃至5c 逆拡散器
- 40 6, 6a乃至6c データ復調部
- 7, 7a乃至7c データ処理部
- 8, 8a乃至8c 制御回路
- 9, 9a乃至9c 周波数誤差検出部
- 10a乃至10c フィンガ
- 11 データコンバイナ
- 12 周波数誤差コンバイナ
- 13 LF（ローパスフィルタ）
- 14 ビット検出部
- 15, 16 サーチャ
- 50 21, 21a乃至21c, 22, 22a乃至22c 乗

算器

23, 23a乃至23c PN生成回路

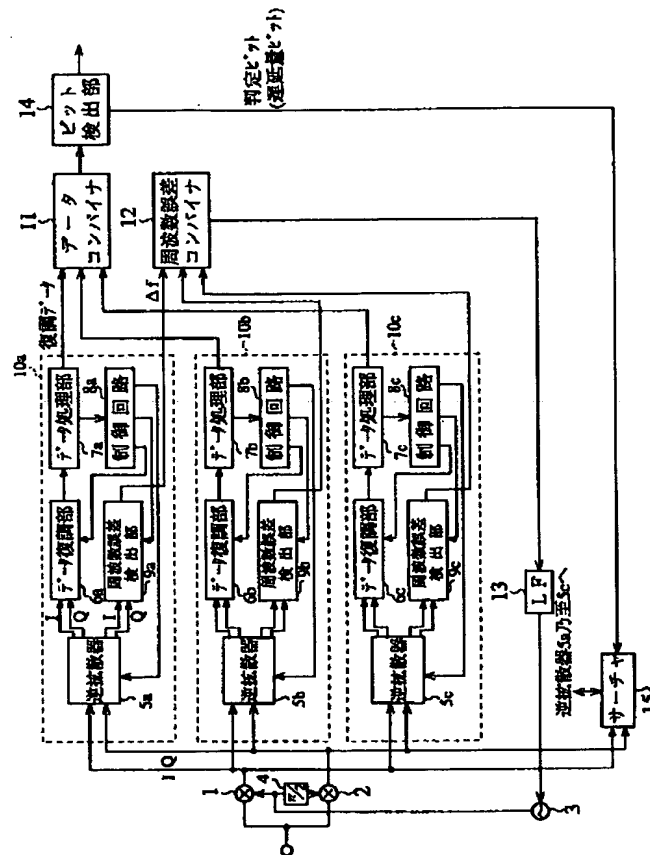
24, 24a乃至24c TTL回路

31 逆拡散器

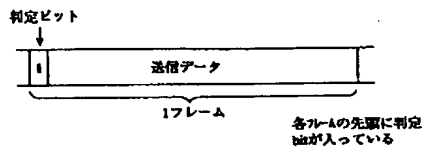
41 サーチャ

42a乃至42c フィンガ

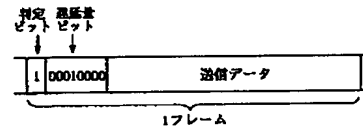
【図1】



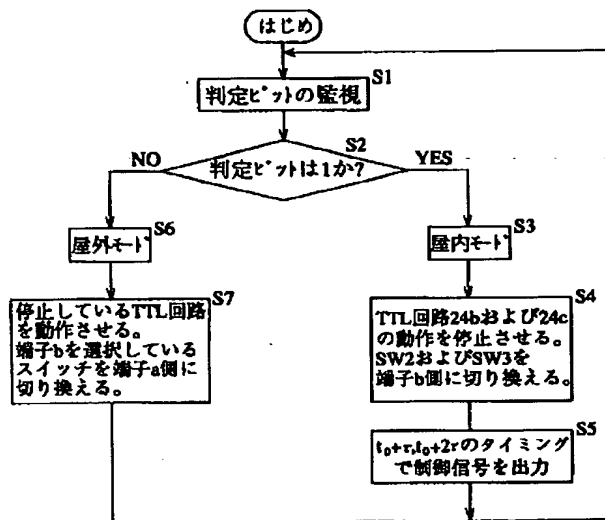
【図2】



【図5】



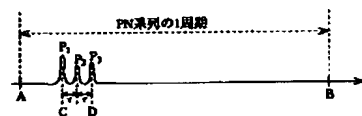
【図4】



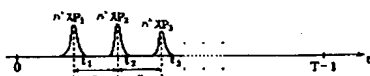
【図6】



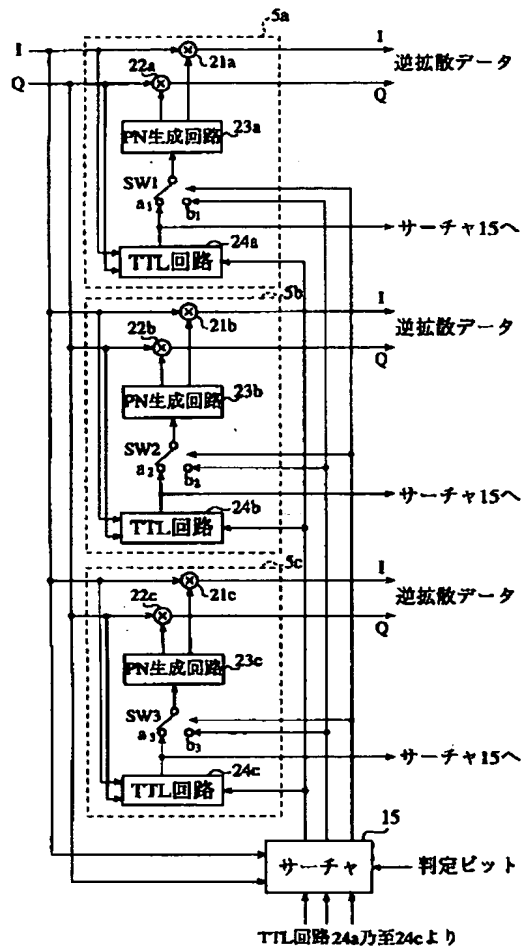
【図7】



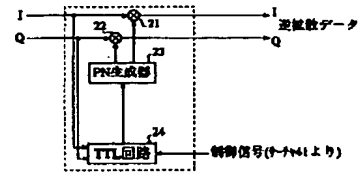
【図14】



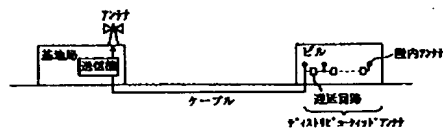
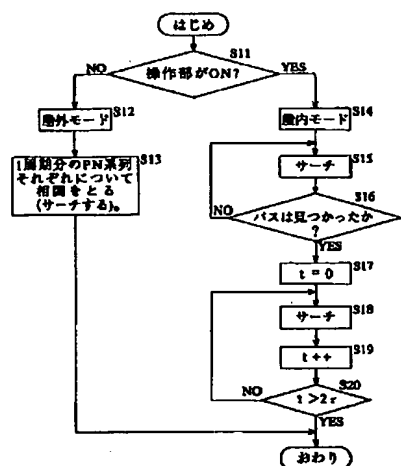
【図3】



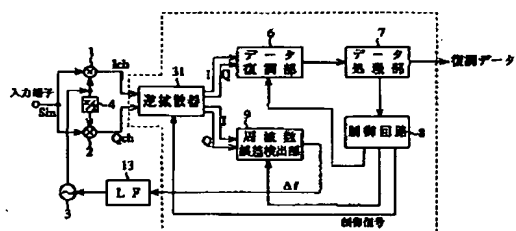
【図12】



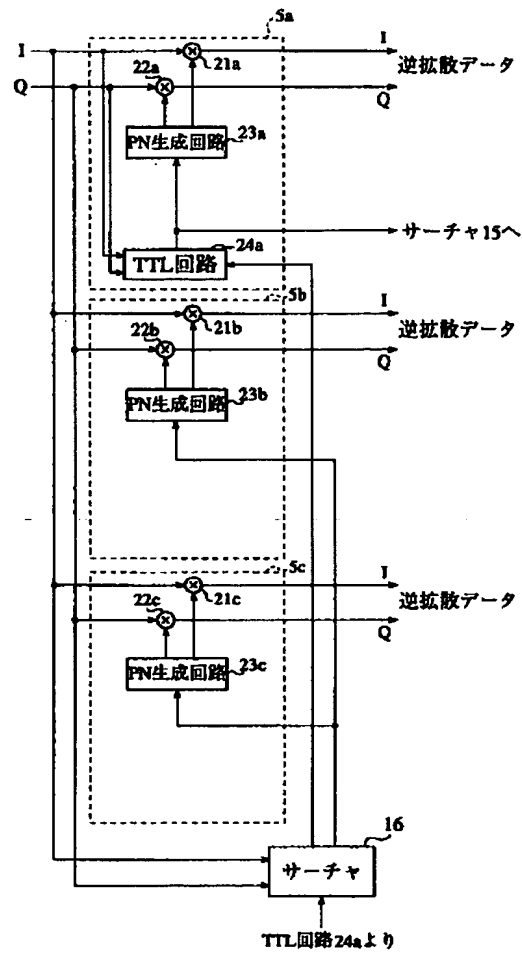
【图 13】



【图 10】



【図9】





【図11】

